



(19)
 Bundesrepublik Deutschland
 Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 10 2006 007 025 A1** 2007.10.04

(12)

Offenlegungsschrift

(21) Aktenzeichen: **10 2006 007 025.9**

(22) Anmeldetag: **15.02.2006**

(43) Offenlegungstag: **04.10.2007**

(51) Int Cl.⁸: **H04B 17/00** (2006.01)

(71) Anmelder:
Infineon Technologies AG, 81669 München, DE

(74) Vertreter:
Patentanwälte Lambsdorff & Lange, 81673 München

(72) Erfinder:
Wu, Xiaofeng, 85579 Neubiberg, DE; Krüger, Martin, 80995 München, DE

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:
DE 102 53 671 B3
DE 101 52 628 A1
US2003/02 31 721 A1
EP 11 58 684 A1

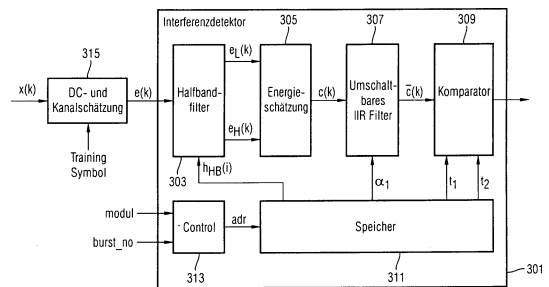
EP 05 47 373 A1
WO 02/0 67 444 A1
PROAKIS, J.G.: Digital Communications. 3rd Edition. New York [u.a.]: McGraw-Hill, 1995, S. 75-77. ISBN: 0-07-051726-6;
DING, Z., LI, G.: Feasibility of Linear GSM Blind Channel Equalization. In: SBT/IEEE International Telecommunications Symposium, 9-13 August 1998, vol. 1, S. 359-364;
GERSTACKER, W.H., SCHOBER, R.: Equalization Concepts for EDGE. In: IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 1, no. 1, January 2002, S. 190-199;

Die folgenden Angaben sind den vom Anmelder eingereichten Unterlagen entnommen

Prüfungsantrag gemäß § 44 PatG ist gestellt.

(54) Bezeichnung: **Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart**

(57) Zusammenfassung: Die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart eines Signals umfasst einen Prozessor (303, 305), der ausgebildet ist, um eine erste Größe zu bestimmen, die für ein erstes Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist, und um eine zweite Größe zu bestimmen, die für ein zweites Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist, ein Mittel zum Bestimmen eines Verhältnisses zwischen der ersten Größe und der zweiten Größe und einen Detektor (309), der ausgebildet ist, um die Signalart auf der Basis des Verhältnisses zu detektieren.



Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung bezieht sich auf die digitale Signalverarbeitung und insbesondere auf die Signaldetektion.

[0002] Bei der Übertragung von Datenpaketen über einen Mobilfunkkanal kommt es zur Mehrwegeausbreitung, welche eine Intersymbol-Interferenz des Signals verursacht. Die Intersymbol-Interferenz wird üblicherweise mit einer Kombination aus linearem Entzerrer und Viterbi-Algorithmus beseitigt (siehe "Equalization Concepts for EDGE" von W. H. Gerstaker, R. Schober, IEEE Trans. Wireless Comm., Seiten 190–199, Januar 2002, und US 2001/0050967 A1).

[0003] Neben der Intersymbol-Interferenz ist das empfangene Signal in der Regel zusätzlich von verschiedenen anderen Störungen, wie z.B. Rauschen, Gleichkanal- und Nachbarkanal-Interferenz, überlagert. Während bei der Gleichkanal-Interferenz die Störung im gleichen Frequenzband wie das Nutzsignal liegt, und beispielsweise durch einen in einer anderen Zelle des Netzes aktiven Teilnehmer hervorgerufen wird, liegt die Störung bei der Nachbarkanal-Interferenz in einem der beiden benachbarten Frequenzbänder.

[0004] Der Einfluss von Nachbarkanal-Interferenz wird durch die Kanalbandbreite und die in dem System verwendete Symbolfrequenz beeinflusst. Zur Erzielung einer hohen Teilnehmerkapazität des Systems und einer hohen Datenrate werden schmale Kanalbandbreite und hohe Symbolfrequenz angestrebt. Auf der anderen Seite bewirkt dies eine Erhöhung der Nachbarkanal-Interferenz, welche eine bestimmte Grenze nicht überschreiten darf.

[0005] In vielen Mobilkommunikationssystemen wie z.B. GSM (Global System for Mobile Communication) und dessen Weiterentwicklung EDGE (Enhanced Data Services for GSM Evolution) ist die Gesamtübertragungsbandbreite in eine Vielzahl von schmalbandigen Frequenzbändern (Verkehrskanälen) unterteilt. Beim GSM und EDGE beträgt die Symbolfrequenz 270,833 kHz und die Kanalbandbreite 200 kHz. Dies hat zur Folge, dass das Nutzsignal und die Nachbarkanalstörung einander spektral überlappen. Es ist nicht möglich, die Nachbarkanal-Interferenz vollständig zu unterdrücken, ohne das Spektrum des Nutzsignals einzuengen.

[0006] In DE 101 52 628 A1 („Adaptives Kanalfilter für Mobilfunkempfänger und Verfahren zur adaptiven Filterung" von X. Wu, B. Yang) und in DE 102 53 671 ("Unterdrückung der Nachbarkanalinterferenz durch Kanalfilterung in Mobilfunkempfängern" von X. Wu, B. Gunzelmann) wurde ein Verfahren vorgestellt, welches die Durchlassbandbreite des Kanalfilters in Abhängigkeit von der Stärke der Nachbarkanal-Interferenz einstellt. Hierdurch wird ein adaptives Kanalfilter geschaffen, mit welchem bei unterschiedlichen Empfangs- bzw. Interferenz-Situationen eine optimale Filterung des Empfangssignals hinsichtlich der Unterdrückung von Nachbarkanal-Interferenz durchgeführt werden kann. Ein solches adaptives Filter bietet jedoch nicht die optimale Lösung für jede Interferenz-Situation. Eine optimale Lösung bekommt man nur, wenn für jede Störungsart der optimale Algorithmus zur Störungsreduktion verwendet werden kann. Hierzu ist jedoch eine sichere Erkennung der Störungsarten, z.B. der Interferenztypen, erforderlich.

[0007] Zum Erkennen der Interferenz können zuerst die Kanalkoeffizienten aus dem empfangenen Signal unter Nutzung einer bekannten Symbolfolge (Trainings-Sequenz) geschätzt werden. Zur Kanalschätzung wird folgendes Kanalmodell verwendet:

$$x(k) = \sum_{i=0}^{L-1} h(i) \cdot t(k-i) + n(k) \quad (1)$$

[0008] Dabei ist $(t(0) \dots t(N-1))$ die Trainings-Sequenz mit der Länge N , L ist die Ordnung des Kanals und $(h(0) \dots h(L))$ sind die zu schätzenden Kanalkoeffizienten. $n(k)$ repräsentiert das Rauschen plus Interferenz und $x(k)$ ist das Empfangssignal.

[0009] Das empfangene Signal $x(k)$ besteht üblicherweise aus einer Überlagerung von Nutzsignal S , Rauschen N und Interferenz I . Aus den geschätzten Kanalkoeffizienten und der bekannten Trainings-Sequenz kann das Signal S rekonstruiert werden. Die Differenz zwischen $x(k)$ und dem rekonstruierten Signal ergibt ein Fehlersignal $e(k)$, welches vorwiegend nur Rauschen und Interferenz enthält. Die Energie des rekonstruierten Signals P_S und des Fehlersignals $P_N + P_I$ kann aus der Summe der Betragsquadrate des jeweiligen Signals berechnet werden.

[0010] Da die mittlere Energie des Rauschens P_N ein Empfängerparameter ist und in der Regel konstant bleibt, während die Energie der Interferenz sich von Burst zu Burst ändert, ist es möglich, aufgrund der Kennt-

nisse über den Rauschpegel des Empfängers die Energie des Rauschens P_N und der Interferenz P_I zu bestimmen. Als Maß für die Erkennung der Interferenz wird das geschätzte Signal-Rausch-Verhältnis $SNR = P_S/P_N$ und das geschätzte Signal-Interferenz-Verhältnis $SIR = P_S/P_I$ verwendet. Eine Interferenz wird detektiert, wenn das SNR - SIR eine vordefinierte Schwelle überschreitet.

[0011] Ein Nachteil von diesem Verfahren ist, dass es nur die Interferenz detektiert, aber nicht zwischen Gleichkanal-Interferenz und Nachbarkanal-Interferenz unterscheidet und somit keine optimale Interferenz-Reduktion für die jeweilige Interferenz-Situation ausgewählt werden kann. Außerdem ist die Detektion aufgrund der kurzen Trainings-Sequenz-Dauer (z.B. 26 Symbole) und damit ungenauen Schätzung der Energie relativ störanfällig.

[0012] Das in WO 02/067444 A1 ("Apparatus for and method of reducing interference in a communications receiver" von A. Kleiner mann et al.) vorgestellte Verfahren verwendet ebenfalls das aus der Kanalschätzung hergeleitete Fehlersignal zur Erkennung der Interferenz. Als Maß wird der Autokorrelationsvektor oder das Leistungsdichte-Spektrum des Fehlersignals genommen. Der Autokorrelationsvektor des Fehlersignals kann wie folgt berechnet werden:

$$r_{ee}(n) = \sum_{k=0}^{N-L} e(k) \cdot e(k+n-N+L) \quad (n = 0, 1, \dots, 2(N-L)) \quad (2)$$

[0013] Das Leistungsdichte-Spektrum des Fehlersignals lässt sich durch die Fourier-Transformation des Autokorrelationsvektors errechnen:

$$R_{ee}(k) = \sum_{n=0}^{2(N-L)} r_{ee}(n) \cdot e^{-j2\pi kn} \quad (k = 0, 1, \dots, 2(N-L)) \quad (3)$$

[0014] Es werden zuerst zahlreiche Empfangsdaten von verschiedenen Kanaltypen und Interferenztypen offline aufgenommen. Die entsprechenden Leistungsdichte-Spektren oder Autokorrelationsvektoren des Fehlersignals für jeden Kanal- und Interferenztyp werden offline berechnet, über lange Zeit gemittelt und dann als Referenzen im Speicher (RAM oder ROM) abgespeichert. Im Betrieb wird das Leistungsdichte-Spektrum bzw. der Autokorrelationsvektor des aktuellen Bursts online berechnet und mit den Referenzen verglichen.

[0015] Die erste Variante, die in [Fig. 4](#) dargestellt ist, verwendet das Leistungsdichte-Spektrum als Merkmal zur Detektion. Dabei wird eine Matched-Filterbank mit N Filtern (N ist die Anzahl der verschiedenen Interferenz-Referenzen) benötigt. Das Matched-Filter mit dem maximalen Ausgang wird dann genommen und die entsprechende Interferenz-Referenz wird als der aktuelle Interferenztyp gewählt.

[0016] Die zweite Variante, die in [Fig. 5](#) dargestellt ist, verwendet zur Detektion den Autokorrelationsvektor des Fehlersignals.

[0017] Die Interferenz-Referenz, deren Autokorrelationsvektor einen minimalen Abstand zum aktuellen Autokorrelationsvektor hat, wird als der aktuelle Interferenztyp genommen.

[0018] Je mehr unterschiedliche Kanal- und Interferenztypen verwendet werden, desto höher ist der Realisierungsaufwand. Da das Merkmal (Leistungsdichte-Spektrum oder Autokorrelationsvektor) des aktuellen Fehlersignals sich aufgrund der Mehrwegeausbreitung von Burst zu Burst relativ stark ändern kann, führt ein direkter Merkmals-Vergleich des aktuellen Bursts mit den Referenzen nicht immer zu einer richtigen Zuordnung.

[0019] Es ist die Aufgabe der Erfindung, ein Konzept zur Detektion von Signalarten zu schaffen, mit dem auch Störungsarten aufwandsreduziert detektiert bzw. erkannt werden können.

[0020] Diese Aufgabe wird durch die Merkmale der unabhängigen Ansprüche gelöst.

[0021] Die Erfindung basiert auf der Erkenntnis, dass unterschiedliche Signale, die unterschiedlichen Signalarten zugeordnet sind, unterschiedliche Spektral-Charakteristika, wie z.B. Energieverteilung innerhalb der Signalbandbreite, aufweisen. Wird ein Signalspektrum in eine Mehrzahl von Teilspektren aufgeteilt, so können beispielsweise die Energien der Teilspektren zueinander in Verhältnis gesetzt werden. Auf der Basis des Verhältnisses kann auf die Signalart geschlossen werden. Die Signalarten können z.B. eine Gleichkanal-Interferenz oder eine Interkanal-Interferenz oder Rauschen anzeigen.

[0022] Die Erfindung schafft eine Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart eines Signals, das ein Signalart-abhängiges Signalspektrum aufweist. Die Vorrichtung umfasst einen Prozessor, der ausgebildet ist, um eine erste Größe zu bestimmen, die für ein erstes Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist, und um eine zweite Größe zu bestimmen, die für ein zweites Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist.

[0023] Bei dem ersten Teilspektrum kann es sich um einen Ausschnitt aus dem Signalspektrum handeln. Das erste Teilspektrum umfasst zumindest eine Frequenz, die auch das Signalspektrum des Signals umfasst. Dasselbe gilt für das zweite Teilspektrum. Sowohl das erste Teilspektrum als auch das zweite Teilspektrum sind innerhalb des Signalspektrums angeordnet und überlappen nicht bzw. weisen Spektralbereiche auf, die nicht überlappen. Das erste und das zweite Teilspektrum können eine oder mehrere Frequenzen umfassen.

[0024] Gemäß einem Aspekt kann die erste Größe die Energie des ersten Teilspektrums sein und die zweite Größe die Energie des zweiten Teilspektrums sein. Gemäß einem weiteren Aspekt kann die erste Größe die spektrale Leistungsdichte des ersten Teilspektrums sein und die zweite Größe die spektrale Leistungsdichte des zweiten Teilspektrums sein. Ferner kann die erste Größe ein Betrag des Signalspektrums an einer ersten Frequenz sein, die durch das erste Teilspektrum repräsentiert ist, und die zweite Größe kann ein Betrag des Signalspektrums an einer zweiten Frequenz sein, die durch das zweite Teilspektrum bestimmt wird.

[0025] Erfindungsgemäß umfasst die Vorrichtung zum Detektieren der Signalart ein Mittel zum Bestimmen eines Verhältnisses zwischen der ersten Größe und der zweiten Größe. Das Mittel zum Bestimmen des Verhältnisses kann beispielsweise einen Teiler aufweisen, der ausgebildet ist, um die erste Größe durch die zweite Größe zu teilen oder um die zweite Größe durch die erste Größe zu teilen, um das Verhältnis zu bestimmen.

[0026] Die erfindungsgemäße Vorrichtung umfasst ferner einen Detektor, der ausgebildet ist, um die Signalart auf der Basis des Verhältnisses zu detektieren. Der Detektor kann beispielsweise ausgebildet sein, um die Signalart auf der Basis eines Vergleichs des Verhältnisses der ersten und der zweiten Größe mit einem Schwellwert zu detektieren. Beispielsweise kann der Detektor ausgebildet sein, um eine erste Signalart von einer Mehrzahl von möglichen Signalarten zu detektieren, wenn das Verhältnis größer als der Schwellwert ist, und um eine zweite Signalart zu detektieren, wenn das Verhältnis kleiner als der Schwellwert ist. Der Detektor kann ferner ausgebildet sein, um die zweite Signalart der Mehrzahl von Signalarten dann zu detektieren, wenn das Verhältnis kleiner als ein weiterer Schwellwert ist, wobei der weitere Schwellwert kleiner als der Schwellwert ist.

[0027] Gemäß einem Aspekt ist der Prozessor ausgebildet, um zur Bestimmung der ersten und der zweiten Größe zunächst eine Autokorrelation des Signals zu bestimmen und um die Autokorrelation des Signals mittels der Fourier-Transformation in den Spektralbereich zu überführen. Der Prozessor kann ferner ausgebildet sein, um aus der Fourier-Transformierten der Autokorrelation des Signals das erste und das zweite Teilspektrum auszuwählen und um auf der Basis der Werte der Fourier-Transformierten der Autokorrelation des Signals die erste und die zweite Größe innerhalb des jeweiligen Teilspektrums zu bestimmen. Der Prozessor kann beispielsweise ausgebildet sein, um die Beträge der Werte der Fourier-Transformierten der Autokorrelation des Signals zu quadrieren und innerhalb des jeweiligen Teilspektrums aufzusummieren.

[0028] Gemäß einem weiteren Aspekt ist der Prozessor ausgebildet, um das Signal mittels der Fourier-Transformation in eine Fourier-Transformierte zu überführen, um eine spektrale Darstellung des Signals zu erhalten. Der Prozessor bestimmt auf der Basis der Fourier-Transformierten die erste Größe und die zweite Größe. Beispielsweise ist der Prozessor ausgebildet, um das erste und das zweite Teilspektrum auszuwählen und um die Energien der Teilspektren im Frequenzbereich zu bestimmen.

[0029] Gemäß einem weiteren Aspekt ist der Prozessor ausgebildet, um die erste Größe und um die zweite Größe mittels Filterung im Zeitbereich zu bestimmen. Bevorzugt ist der Prozessor ausgebildet, um das Signal zu filtern, um eine erste Signalkomponente zu erhalten, die das erste Teilspektrum aufweist. Die Filterung kann beispielsweise mittels eines $1/N$ -Band-Filters erfolgen, sodass die Bandbreite des ersten Teilspektrums $1/N$ -tel der Bandbreite des Signals beträgt. Zum Erhalten einer zweiten Signalkomponente, die das zweite Teilspektrum aufweist, ist der Prozessor gemäß einem Ausführungsbeispiel ausgebildet, um die erste Signalkomponente, d.h. um das gefilterte Signal, von dem Signal zu subtrahieren, um die zweite Signalkomponente zu erhalten. Gemäß einem weiteren Ausführungsbeispiel kann der Prozessor die zweite Signalkomponente ebenfalls mittels Filterung unter Verwendung eines Filters, beispielsweise eines $1/N$ -Band-Filters bereitstellen, wobei der Durchlassbereich des Filters zum Erhalten der ersten Signalkomponente und der Durchlassbereich des Filters zum Erhalten der zweiten Signalkomponente unterschiedlich sind. Die Filterbandbreiten können gleich oder unterschiedlich sein.

[0030] Gemäß einem Ausführungsbeispiel ist der Prozessor ausgebildet, um das Signal unter Verwendung eines Halbbandfilters ($N = 2$) zu filtern, um die erste Signalkomponente zu erhalten. Somit ist die Bandbreite des ersten Teilspektrums sowie dessen Anordnung im Frequenzbereich durch den Durchlassbereich des Halbbandfilters sowie dessen Mittenfrequenz bestimmt. Die zweite Signalkomponente kann entweder mittels der vorstehend beschriebenen Subtraktion oder mittels eines weiteren Halbbandfilters bereitgestellt werden.

[0031] Das Signal kann ein Störsignal bzw. ein Fehlersignal sein, das in einem Empfangssignal neben einem Nutzsinal enthalten ist. In diesem Fall zeigt die von der erfindungsgemäßen Vorrichtung detektierte Signalart eine Störungsart (Fehlersignalart) an, z.B. die Gleichkanal-Interferenz, die Nebekanal-Interferenz oder das Rauschen. Die erfindungsgemäße Vorrichtung kann gemäß einem Aspekt einer Verarbeitungseinheit nachgeschaltet sein, die ausgebildet ist, um ein derartiges Fehlersignal auf der Basis des Empfangssignals, der Trainings-Sequenzen und der Kanalimpulsantwort zu bestimmen.

[0032] Gemäß einem weiteren Aspekt ist die erfindungsgemäße Vorrichtung ausgebildet, um ein derartiges Fehlersignal zu erzeugen und um dessen Signalart (d.h. die Störungsart) zu detektieren. Hierzu umfasst die Vorrichtung einen Kanalschätzer, der ausgebildet ist, um eine Kanalimpulsantwort eines Übertragungskanals auf der Basis des Empfangssignals und der Trainings-Sequenzen zu schätzen. Kanalschätzer sind auf dem Gebiet der digitalen Signalverarbeitung bekannt. Die Vorrichtung umfasst ferner einen Signal-Rekonstruierer, der ausgebildet ist, um das Nutzsinal unter Verwendung der geschätzten Kanalimpulsantwort und der Trainings-Sequenzen (bzw. eines Trainings-Symbols) zu rekonstruieren und um ein rekonstruiertes Signal zu erhalten, das das Nutzsinal repräsentiert. Die Vorrichtung umfasst ferner einen Subtrahierer, der ausgebildet ist, um das Nutzsinal von dem Empfangssignal zu subtrahieren, um das Fehlersignal zu erhalten. Das Fehlersignal repräsentiert die in dem Empfangssignal enthaltenen Störungen. Das Fehlersignal wird dem Prozessor zugeführt, der auf dessen Basis die erste und die zweite Größe bestimmt, wobei die Störungsart auf der Basis eines Verhältnisses der beiden Größen bestimmt wird.

[0033] Gemäß einem weiteren Aspekt und unabhängig davon, wie das Signal gebildet wird, auf dessen Basis die erste und die zweite Größe bestimmt werden, kann es von Vorteil sein, anstatt des direkt bestimmten Verhältnisses einen Mittelwert über eine Mehrzahl von Verhältnissen zu bestimmen, sodass der Detektor die Signalart auf der Basis des Mittelwerts des Verhältnisses bestimmt.

[0034] Hierzu umfasst die erfindungsgemäße Vorrichtung eine Mittelungseinheit, die ausgebildet ist, um eine Mittelung über eine Mehrzahl von Verhältnissen durchzuführen. Die Mittelungseinheit ist bevorzugt zwischen dem Mittel zum Bestimmen des Verhältnisses und dem Detektor angeordnet. Die Mittelungseinheit kann beispielsweise ein Filter sein, das ausgebildet ist, um eine Tiefpassfilterung durchzuführen. Gemäß einem Aspekt handelt es sich bei dem Filter um ein IIR-Filter (IIR = Infinite Impulse Response).

[0035] Das Mittel zum Bestimmen des Verhältnisses kann ferner ausgebildet sein, um die Mehrzahl der Verhältnisse auf der Basis der vorhergehend bestimmten Größen, die der Prozessor auf der Basis einer Mehrzahl vorhergehender Signale bestimmt hat, zu bestimmen.

[0036] Gemäß einem weiteren Aspekt schafft die vorliegende Erfindung einen Signaldetektor, der ausgebildet ist, um ein Nutzsinal in einem Empfangssignal zu detektieren und um eine Störungsart eines in dem Empfangssignal enthaltenen Störsignals zu detektieren. Der Signaldetektor umfasst vorzugsweise einen Kanalschätzer, der ausgebildet ist, um eine Kanalimpulsantwort eines Übertragungskanals, der zwischen einem Sender und einem Empfänger angeordnet ist, auf der Basis des Empfangssignals und eines Trainings-Symbols zu schätzen. Der Signaldetektor umfasst ferner die Vorrichtung zum Detektieren der Signalart, wie sie vorstehend beschrieben wurde. Der Signaldetektor umfasst ferner einen Signal-Rekonstruierer, der ausgebildet ist, um wie vorstehend beschrieben das Nutzsinal auf der Basis der geschätzten Kanalimpulsantwort zu rekonstruieren.

[0037] Mit dem Begriff „Nutzsignal“ ist dasjenige Signal gemeint, das bei einer Faltung einer (ungestörten) Trainingssequenz mit der Kanalimpulsantwort entsteht. Somit repräsentiert das Nutzsinal den reinen Kanalinterferenzanteil ohne additive Störungen wie z.B. Rauschen oder Signalinterferenzen (Interferenzen).

[0038] Wird ein derartiges Nutzsinal von der empfangenen Trainingssequenz subtrahiert, so entsteht ein Störsignal, das z.B. additive Störungen oder andere Interferenzanteile enthält.

[0039] Im Falle einer Burst-Übertragung sind in einem ersten Abschnitt des Bursts, beispielsweise am Anfang oder in der Mitte des Bursts, Trainingsdaten (Trainingssequenz) enthalten. Die Daten sind hingegen in einem

zweiten Abschnitt des Bursts enthalten, z.B. im Anschluß an die Trainingsdaten, enthalten. Das Nutzsignal wird gemäß einem Aspekt nur auf der Basis der Trainingsdaten geschätzt.

[0040] Zur Bestimmung des Kanalinterferenzanteils (d.h. des Nutzsignals) faltet der Signal-Rekonstruierer (z.B. mit Hilfe eines Filters) die Trainingssequenz (Trainings-Symbol) mit der Kanalimpulsantwort, um das Nutzsignal zu erhalten. Die Trainingssequenz entspricht dabei der auszusendenden Trainingssequenz, die empfangsseitig bekannt und z.B. in einem Speicher gespeichert ist. Wird der so erhaltene Kanalinterferenzanteil von der empfangenen Trainingssequenz (empfangenes Signal) subtrahiert, so erhält man das Störsignal, das beispielsweise Gleichkanalstörungen und Rauschen repräsentiert.

[0041] Der Signaldetektor umfasst ferner einen Subtrahierer, der ausgebildet ist, um das rekonstruierte Signal (d.h. das am Kanalausgang zu erwartende Signal ohne additive Störungen) von dem Empfangssignal (z.B. von der empfangenen Trainingssequenz) zu subtrahieren, um das Störsignal zu erhalten. Das Störsignal wird der Vorrichtung zum Detektieren der Signalart zugeführt, die auf der Basis des Störsignals die Signalart detektiert.

[0042] Auf der Basis der Kenntnis der Störungsart kann das Störsignal in dem Burst beispielsweise durch Filterung oder durch Entzerrung unterdrückt werden. Hierzu umfasst der Signaldetektor beispielsweise ein Filter, das das Empfangssignal filtert, um das Störsignal zu unterdrücken. Das Filter kann beispielsweise eine variable Durchlass-Bandbreite aufweisen, die abhängig von der Störungsart ist. Zeigt die Störungsart beispielsweise an, dass das Störsignal eine Nebenkanaal-Interferenz ist, so wird die Durchlassbandbreite des Filters auf die Bandbreite des Übertragungskanals eingestellt oder verringert, um die Nebenkanaal-Interferenz herauszufiltern. Das Filterausgangssignal kann bereits als das detektierte Nutzsignal aufgefasst werden. Gemäß einem weiteren Aspekt ist jedoch ein dem Filter nachgeschalteter Detektor vorgesehen, der eine genauere Signaldektion durchführt.

[0043] Die vorliegende Erfindung schafft ferner einen Energieschätzer, der die Signalenergie auf der Basis von Energien der Teilspektren bestimmt. Der Energieschätzer umfasst $N - 1$ $1/N$ -Band-Filter, wobei N eine natürliche Zahl ist. Die Filter werden eingesetzt, um ein Signal mit einer Signalbandbreite zu filtern und um $N - 1$ verarbeitete Signale (d.h. gefilterte Signale) auszugeben. Jedes der $N - 1$ verarbeiteten Signale weist somit eine Bandbreite auf, die $1/N$ -tel der Signalbandbreite ist, wobei N größer als 1 ist. Gemäß einem bevorzugten Ausführungsbeispiel ist $N = 2$.

[0044] Der Energieschätzer umfasst ferner einen Subtrahierer, der ausgebildet ist, um die $N - 1$ verarbeiteten Signale von dem (ursprünglichen) Signal zu subtrahieren, um ein N -tes verarbeitetes Signal zu erhalten. Der Energieschätzer umfasst ferner N Berechnungsmittel, die ausgebildet sind, um die Energien der N verarbeiteten Signale zu berechnen. Dabei ist jedem der verarbeiteten Signale ein Berechnungsmittel zugeordnet.

[0045] Bevorzugt zeichnen sich die $N - 1$ Filter durch unterschiedliche Mittenfrequenzen auf, sodass die Teilspektren der verarbeiteten Signale unterschiedliche Spektralbereiche des Spektrums des gefilterten Signals repräsentieren. Somit repräsentieren die von dem Berechnungsmittel berechneten Energien der verarbeiteten Signale jeweils die Energien der Teilspektren.

[0046] Zum Erhalten der Gesamtenergie des Signals kann der Energieschätzer z.B. einen Addierer aufweisen, der eine Mehrzahl der berechneten Energien aufaddiert, um die Energie des Signals zu erhalten.

[0047] Gemäß einem Aspekt kann der Energieschätzer ausgebildet sein, um beispielsweise Energien von einigen Teilspektren zu überlagern, um die Signalenergie zu schätzen. Dies ist insbesondere dann von Vorteil, wenn das Signal eine Nebenkanaal-Interferenz aufweist. Zum Detektieren der Störungsart kann der Kanalschätzer beispielsweise die vorstehend beschriebene Vorrichtung zum Detektieren der Signalart aufweisen. Im Falle der Nebenkanaal-Interferenz kann der Energieschätzer daher nur auf diejenigen Teilspektren zurückgreifen, die keinen Nebenkanaal-Interferenzanteil aufweisen. Auf diese Weise wird die Schätzung genauer, weil unerwünschte Störungen in die Berechnung der Signalenergie nicht eingehen.

[0048] Weitere Ausführungsbeispiele der Erfindung werden anhand der beiliegenden Zeichnungen erläutert. Es zeigen:

[0049] [Fig. 1A](#) einen Verlauf eines interferenzfreien Signalspektrums;

[0050] [Fig. 1B](#) einen Verlauf eines Signalspektrums bei Gleichkanal-Interferenz;

[0051] [Fig. 1C](#) einen Verlauf eines Signalspektrums bei Nachbarkanal-Interferenz;

[0052] [Fig. 2](#) ein Blockdiagramm eines Signalschätzers;

[0053] [Fig. 3](#) ein Blockdiagramm einer Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart gemäß einem Ausführungsbeispiel der Erfindung;

[0054] [Fig. 4](#) ein Blockdiagramm einer bekannten Interferenz-Erkennungsvorrichtung; und

[0055] [Fig. 5](#) ein Blockdiagramm einer bekannten Interferenz-Erkennungsvorrichtung.

[0056] Das Signal, dessen Signalart zu detektieren ist, kann ein Fehlersignal sein, das z.B. aus einer Kanalschätzung hergeleitet wird. Das Fehlersignal enthält dann vorwiegend Rausch- und Interferenzstörungen. Je nach dem, welche Interferenzart dominant ist, hat das Spektrum des Fehlersignals im statistischen Mittel einen unterschiedlich typischen Verlauf wie es in [Fig. 1A](#) bis [Fig. 1C](#) dargestellt ist. [Fig. 1A](#) zeigt das Spektrum eines Fehlersignals, das nur Rauschen repräsentiert (kein Interferenzsignal). [Fig. 1B](#) zeigt das Spektrum eines Fehlersignals, das eine dominante Gleichkanal-Interferenz repräsentiert. [Fig. 1C](#) zeigt das Spektrum eines Fehlersignals, das eine dominante Nachbarkanal-Interferenz repräsentiert. Mit f_s ist jeweils die Abtastfrequenz bezeichnet.

[0057] Erfindungsgemäß können die unterschiedlichen Spektralcharakteristika, d.h. die Signalart-abhängigen Signalspektren, für die Erkennung der Interferenz genutzt werden. Dabei wird das Spektrum des Fehlersignals in zwei Frequenzbänder aufgeteilt, das untere Frequenzband (der schraffierte Bereich) und das obere Frequenzband. Das Verhältnis der Energie zwischen dem unteren und dem oberen Frequenzband P_L bzw. P_H wird als Maß für die Detektion verwendet. Wenn das Verhältnis der Energie größer als eine vordefinierte Schwelle t_1 ist, wird eine Gleichkanal-Interferenz detektiert. Wenn das Verhältnis der Energien kleiner als eine zweite vordefinierte Schwelle t_2 ($t_2 < t_1$) ist, wird eine Nachbarkanal-Interferenz detektiert. Sonst wird keine Interferenz detektiert (Rauschen dominant).

[0058] Die Schwelle t_1 kann beispielsweise Werte zwischen 5 und 10 annehmen. Die Schwelle t_2 kann jedoch auch kleiner als 1 sein und beispielsweise Werte zwischen 0.3 und 0.8 annehmen. Gemäß einem Aspekt kann die untere Schwelle in einer Integer-Darstellung (16 Bit) Werte zwischen 1000 und 1500 annehmen. Die obere Schwelle nimmt in diesem Fall beispielsweise Werte zwischen 2500 und 3000 an. Ob t_1 größer oder kleiner als 1 ist hängt davon ab, wie das Verhältnis der Größen bestimmt wird. Wird beispielsweise eine erste Größe in Relation zu einer zweiten Größe gesetzt, die größer als die erste Größe ist, so ist die Schwelle größer als 1. Ist die zweite Größe hingegen kleiner als die erste Größe, so ist die Schwelle kleiner als 1.

[0059] Eine mögliche Realisierung zur Schätzung der Energie des unteren und oberen Frequenzbandes ist die Verwendung der Fourier-Transformierten des Autokorrelationsvektors nach Gleichung (2) und (3):

$$P_L(m) = \sum_{k=0}^{N-L} |R_{ee}(k, m)|^2 \quad \text{und} \quad P_H(m) = \sum_{k=N-L+1}^{2(N-L)} |R_{ee}(k, m)|^2 \quad (4)$$

$$c(m) = \frac{P_L(m)}{P_H(m)} \quad (5)$$

[0060] Dabei sind $P_L(m)$ und $P_H(m)$ die entsprechenden Schätzungen der Energie im m-ten Burst. Diese Realisierungsform erfordert eine aufwendige Implementierung, da $2 \cdot (N - l) + 1$ Autokorrelationswerte und deren Fourier-Transformierte berechnet werden müssen. Hierfür sind ca. $O(8(N - L)^2)$ Operationen notwendig.

[0061] Eine zweite, aufwandsgünstigere Realisierung ist die Schätzung der Energie direkt aus den Fourier-Transformierten des Fehlersignals:

$$E(n, m) = \sum_{k=0}^{N-L} e(k, m) \cdot e^{\frac{-j2\pi kn}{(N-L)+1}} \quad (n = 0, 1, \dots, N-L) \quad (6)$$

$$P_L(m) = \sum_{k=0}^{(N-L-1)/2} |E(k, m)|^2 \quad \text{und} \quad P_H(m) = \sum_{k=(N-L+1)/2}^{N-L} |E(k, m)|^2 \quad (7)$$

[0062] Im Vergleich zur ersten Variante werden hier nur die Fourier-Transformierten des Fehlersignals ($N-L$ -Werte) benötigt (ca. $O(N-L)^2$ Operationen).

[0063] Eine vom Aufwand her besonders günstige, und daher bevorzugte Realisierung bietet die Anwendung eines Halbbandfilters. Die Aufspaltung des Frequenzbandes erfolgt im Zeitbereich:

$$e_L(k, m) = \sum_{i=0}^{L_{HB}} h_{HB}(i) \cdot e(k-i, m)$$

$$e_H(k, m) = e(k, m) - e_L(k, m) \quad (k = 0, 1, \dots, N-L) \quad (8)$$

[0064] Dabei ist L_{HB} die Filterordnung, $h_{HB}(i)$, $i = 0, 1, \dots, L_{HB}$, sind die Filterkoeffizienten. Die entsprechende Energie kann wie folgt berechnet werden:

$$P_L(m) = \sum_{k=0}^{N-L} |e_L(k, m)|^2 \quad \text{und} \quad P_H(m) = \sum_{k=0}^{N-L} |e_H(k, m)|^2 \quad (9)$$

[0065] Die Aufspaltung des Frequenzbandes durch Halbbandfilter benötigt ca. $O(L_{HB} \cdot (N-L))$ Operationen. Für diese Aufgabe reicht eine Filterordnung kleiner als 10 und in der Regel ist $N-L$ größer als 20. Daraus ergibt es sich, dass die dritte Variante weniger als die Hälfte der Operationen wie die zweite Variante benötigt. Das einfachste Halbbandfilter hat z.B. nur drei Koeffizienten (1, 2, 1) und ist besonders einfach zu implementieren.

[0066] In GSM/EDGE-Systemen kommen zwei Modulationsverfahren zur Anwendung: GMSK und 8PSK. GMSK kann näherungsweise als BPSK beschrieben werden, wobei die Symbole +1 oder -1 mit einer Rotationsfolge $\exp(jk\pi/2)$ ($j^2 = -1$) multipliziert wurden. Entsprechend müssen sie auf der Empfängerseite mit $\exp(-jk\pi/2)$ zurückgedreht werden. Im Falle von 8PSK sind acht verschiedene komplexe Symbole möglich, die Trainings-Sequenz enthält hier jedoch ebenfalls nur +1 und -1. Die Rotation beim Senden erfolgt mit $\exp(jk3\pi/8)$, die Derotation entsprechend mit $\exp(-jk3\pi/8)$. Die Derotation des empfangenen Signals geschieht in der Regel vor der Kanalschätzung. Durch die Derotation wird das Spektrum des empfangenen Signals entsprechend verschoben. Dies muss bei der Aufspaltung des Frequenzbandes berücksichtigt werden. Die Koeffizienten des Halbbandfilters sind in der Regel komplexe Zahlen und unterschiedlich für GMSK- und 8PSK-modulierte Signale. Für ein Halbbandfilter zweiter Ordnung ergeben sich jeweils folgende Koeffizienten: (j, 2, -j) für GMSK Modulation und (0.3827 + 0.9239j, 2.0000, 0.3827 - 0.9239j) für 8PSK Modulation.

[0067] Das Spektrum des aktuellen Fehlersignals kann sich aufgrund der Mehrwegeausbreitung von Burst zu Burst stark ändern. Somit ist der oben beschriebene Algorithmus auch mit einer Detektionsunsicherheit verbunden. Da aber im statistischen Mittel jede Interferenzart wie oben schematisch dargestellt ihren typischen spektralen Verlauf hat, wird eine zeitliche Mittelung von $c(m)$ die Detektionssicherheit verbessern. Die Mittelung kann sowohl mit einem FIR-Filter (Finite Impulse Response) als auch mit einem IIR-Filter (Infinite Impulse Response) realisiert werden. Eine bevorzugte Realisierung hierfür ist ein rekursives Filter. Bereits mit dem einfachen IIR-Filter erster Ordnung kann ein sehr gutes Ergebnis erreicht werden:

$$\tilde{c}(m) = \alpha \cdot c(m) + (1 - \alpha) \cdot \tilde{c}(m-1) \quad (10)$$

[0068] Die Mittelung kann direkt über den Parameter α gesteuert werden. Je kleiner α ist, desto stärker wird es geglättet. Auf der anderen Seite führt eine starke Glättung zu einer langen Einschwingzeit des Filters. Ein optimaler Parameter α stellt daher einen Kompromiss zwischen diesen einander entgegenlaufenden Anforderungen dar. Zur Reduktion der Einschwingzeit verwendet die vorliegende Erfindung ein IIR-Filter mit umschaltbarem Koeffizienten α . Dabei wird nach jedem Reset mit einem schnellen IIR-Filter mit dem Koeffizienten α_0 gestartet und nach einer vordefinierten Anzahl von Bursts N_0 auf das IIR-Filter mit dem gewünschten Koeffizienten umgeschaltet.

[0069] Eine weitere mögliche Ausführung ist ein IIR-Filter mit mehrfach umschaltbaren Koeffizienten. Dabei wird am Anfang nach jedem Reset zuerst ein ganz schnelles IIR-Filter mit α_0 verwendet, nach einer Anzahl von N_0 Bursts ein langsames IIR-Filter mit α_1 , nach einer weiteren Anzahl von N_1 Bursts ein noch langsames IIR-Filter mit α_2 usw. und dann zum Schluss das gewünschte IIR-Filter mit α .

[0070] Die Vorteile dieser Lösung sind:

- Detektion der unterschiedlichen Interferenz-Situationen (Rauschen dominant, Gleichkanal-Interferenz dominant oder Nachbarkanal-Interferenz dominant)
- Robustheit gegenüber zeitlicher Schwankung der Kostenfunktion durch rekursive Filterung
- Geringe Einschwingzeit durch IIR-Filterung mit umschaltbaren Koeffizienten
- Es werden weniger Operationen und Speicher benötigt

[0071] [Fig. 2](#) zeigt ein Blockdiagramm einer Signaldetektions-Vorrichtung, die ausgebildet ist, um neben einem rekonstruierten Signal S auch ein Fehlersignal $e(k)$ zu bestimmen, das eine Überlagerung eines Rauschanteils N und eines Interferenzanteils I repräsentiert.

[0072] Die Signaldetektions-Vorrichtung (Signaldetektor) umfasst einen Kanalschätzer **201**, eine dem Kanalschätzer **201** nachgeschaltete Signal-Rekonstruktionseinrichtung (Signal-Rekonstruierer) **203** sowie einen Subtrahierer **205**. Die Elemente **201**, **203** und **205** sind wie in [Fig. 2](#) dargestellt verschaltet.

[0073] Der Kanalschätzer **201** ist ausgebildet, um über einen ersten Eingang **207** ein empfangenes Signal $x(k)$ und über einen zweiten Eingang **209** ein Trainings-Symbol zu erhalten. Das empfangene Signal repräsentiert dabei die Überlagerung eines Nutzsignals S , eines Rauschsignals N und eines Interferenz-Signals I . Der Kanalschätzer **201** ist ausgebildet, um die Koeffizienten h_i der Kanalimpulsantwort auf der Basis des empfangenen Signals und des Trainings-Symbols in an sich bekannter Weise zu schätzen. Der Signal-Rekonstruierer **203** empfängt die geschätzten Kanalkoeffizienten sowie das Trainings-Symbol und rekonstruiert aus den geschätzten Koeffizienten und dem bekannten Trainingsymbol das Signal S . Die Differenz zwischen dem empfangenen Signal und dem rekonstruierten Signal, die durch den Subtrahierer **205** bestimmt wird, ergibt das Fehlersignal $e(k)$. Die Energien des rekonstruierten Signals und des Fehlersignals können z.B. wie vorstehend beschrieben aus der Summe der Betragsquadrate des jeweiligen Signals berechnet werden.

[0074] Der in [Fig. 2](#) dargestellte Signaldetektor kann gemäß einem Aspekt ein Bestandteil der erfindungsgemäßen Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart sein. Die Vorrichtung umfasst einen Prozessor, der dem Subtrahierer **205** nachgeschaltet ist und der die erste und die zweite Größe bestimmt, ein Mittel zum Bestimmen eines Verhältnisses zwischen der ersten Größe und der zweiten Größe, sowie einen Detektor, der ausgebildet ist, um auf die Signalart auf der Basis des Verhältnisses zu schließen. Bei der Signalart handelt es sich im Falle des Fehlersignals $e(k)$ um eine Störungsart, beispielsweise um eine Gleichkanal- oder um eine Nebenkanal-Interferenz.

[0075] Gemäß einem weiteren Aspekt kann die erfindungsgemäße Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart dem in [Fig. 2](#) dargestellten Subtrahierer **205** nachgeschaltet sein.

[0076] [Fig. 3](#) zeigt ein Ausführungsbeispiel einer erfindungsgemäßen Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart (Interferenz-Detektor). Der Interferenz-Detektor **301** umfasst ein Halbbandfilter **303**, einen dem Halbbandfilter **303** nachgeschalteten Energieschätzer **305**, ein dem Energieschätzer **305** nachgeschaltetes umschaltbares IIR-Filter **307** sowie einen dem Filter **307** nachgeschalteten Vergleichler **309** (Komparator). Der Interferenz-Detektor **301** umfasst ferner einen Speicher **311**, dessen Ausgänge jeweils mit dem Halbbandfilter **303**, mit dem IIR-Filter **307** sowie mit dem Komparator **309** verbunden sind. Der Interferenz-Detektor **301** umfasst ferner eine Steuerungseinheit **313** (Controller), deren Ausgang mit einem Eingang des Speichers **311** verbunden ist.

[0077] Wie in [Fig. 3](#) dargestellt kann der Interferenz-Detektor **301** einem Kanalschätzer **315** (der auch eine DC-Schätzung durchführen kann) nachgeschaltet sein. Der Kanalschätzer **315** führt eine Kanalschätzung auf der Basis eines Empfangssignals $x(k)$ sowie eines Trainings-Symbols durch und bestimmt ein Fehlersignal $e(k)$, das dem Halbbandfilter **303** zugeführt wird.

[0078] Das von dem DC- und Kanalschätzer **315** bestimmte Fehlersignal $e(k)$ wird dem Halbbandfilter **303** zugeführt, das die Halbbandfilterung durchführt und dem Energieschätzer **305** zwei verarbeitete Signale $e_L(k)$ und $e_H(k)$ zuführt. Der Energieschätzer **305** (der z.B. als ein Prozessor ausgeführt ist) bestimmt auf der Basis der Ausgangssignale des Halbbandfilters **303** die erste und die zweite Größe. In dem in [Fig. 3](#) dargestellten

Ausführungsbeispiel handelt es sich bei den vorstehend genannten Größen um Energien, deren Verhältnis $c(k)$ dem umschaltbaren IIR-Filter **307** zugeführt wird. Das Verhältnis $c(k)$ kann von dem Energieschätzer **305** bestimmt werden. Der Energieschätzer **305** kann hierzu ferner das vorstehend bereits beschriebene Mittel zum Bestimmen des Verhältnisses aufweisen, das die Energien der von dem Halbbandfilter ausgegebenen Signale zueinander in Verhältnis setzt.

[0079] Das umschaltbare IIR-Filter **307** ist ausgebildet, um einen Mittelwert der Verhältnisse $c(k)$ zu bestimmen und um den Mittelwert dem Komparator **309** zuzuführen. Der Komparator **309** vergleicht den Mittelwert der Verhältnisse mit den Schwellen t_1 und t_2 und entscheidet auf der Basis dieses Vergleiches über die Störungsart. Am Ausgang des Komparators **309** wird ein Signal ausgegeben, das den Interferenztyp anzeigt.

[0080] Die Koeffizienten $h_{HB}(i)$ des Halbbandfilters **303** werden von dem Speicher **311** bereitgestellt. Der Speicher **311** liefert darüber hinaus die den Koeffizienten α_1 an das IIR-Filter **307** sowie die Schwellen t_1 und t_2 an den Komparator **309**. Der Komparator **309** entspricht dem vorstehend beschriebenen Detektor, der ausgebildet ist, um die Signalart auf der Basis des Verhältnisses zu detektieren.

[0081] Die Steuereinheit **313** empfängt die Steuersignale „Modul“ (Modulationsart) sowie „Burst_No“ (Anzahl der Bursts) und erzeugt ein Adress-Signal ADR, das den Speicher **311** steuert.

[0082] Der in [Fig. 3](#) dargestellte Interferenz-Detektor kann beispielsweise in einem GSM/EDGE-Empfänger für eine Entzerrung von einem durch Rauschen, Gleichkanal- und Nachbarkanal-Störer sowie Mehrwegausbreitung verzerrtem Empfangssignal eingesetzt werden. Dabei wird zunächst das bei der Kanalschätzung bestimmte Fehlersignal, in dem vorwiegend nur Information über Störungen enthalten ist, in zwei Frequenzbänder aufgeteilt. In dem einen Frequenzband soll sich hauptsächlich die Energie des Gleichkanalstörers befinden und in dem anderen Frequenzband die Energie des Nachbarkanalstörers. Die Rauschenergie ist in beiden Frequenzbändern ungefähr gleich. Das Energieverhältnis gibt Information darüber, ob Gleichkanal- oder Nachbarkanal-Störer oder kein Störer vorhanden ist. Mit dieser Information kann der nachfolgende Entzerrer dann den für die jeweilige Empfangssituation optimalen Algorithmus zur Entzerrung des Signals einsetzen.

[0083] Zur Erhöhung der Detektionsrobustheit wird das Energieverhältnis mit einem rekursiven Filter erster Ordnung gefiltert. Der Koeffizient des IIR-Filters ist abhängig vom Zustand des Burst-Zählers umschaltbar, um die Einschwingzeit des Filters zu reduzieren.

[0084] In einer bevorzugten Ausführung des Interferenz-Detektors werden die benötigten Filterkoeffizienten und Schwellwerte in einem ROM bzw. in einem RAM abgespeichert. Abhängig von dem Modulationstyp und Zustand des Burst-Zählers liest die Steuereinheit die entsprechenden Filterkoeffizienten für das Halbbandfilter bzw. das IIR-Filter aus dem Speicher. Die notwendigen Operationen erfolgen in dedizierter Hardware oder auf einem DSP.

Patentansprüche

1. Vorrichtung zum Detektieren einer Signalart eines Signals, das ein Signalart-abhängiges Signalspektrum aufweist, mit:

einem Prozessor (**303**, **305**), der ausgebildet ist, um eine erste Größe zu bestimmen, die für ein erstes Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist, und um eine zweite Größe zu bestimmen, die für ein zweites Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist;

einem Mittel zum Bestimmen eines Verhältnisses zwischen der ersten Größe und der zweiten Größe; und einem Detektor (**309**), der ausgebildet ist, um die Signalart auf der Basis des Verhältnisses zu detektieren.

2. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 1, wobei die erste Größe die Energie des ersten Teilspektrums ist und wobei die zweite Größe die Energie des zweiten Teilspektrums ist.

3. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 1 oder 2, wobei der Detektor (**309**) ausgebildet ist, um das Verhältnis mit einem Schwellwert zu vergleichen, um die Signalart zu detektieren.

4. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 3, wobei der Detektor (**309**) ausgebildet ist, um eine erste Signalart zu detektieren, wenn das Verhältnis größer als der Schwellwert ist, um eine zweite Signalart zu detektieren, wenn das Verhältnis kleiner als ein weiterer Schwellwert ist, und um in sonstigen Fällen Rauschen zu detektieren.

5. Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 4, wobei das Mittel zum Bestimmen des Verhältnisses einen Teiler aufweist.
6. Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 5, wobei der Prozessor (**303, 305**) ausgebildet ist, um eine Autokorrelation des Signals zu bestimmen, um eine Fourier-Transformierte der Autokorrelation durch eine Fourier-Transformation zu bestimmen, um die erste Größe auf der Basis der Fourier-Transformierten der Autokorrelation innerhalb des ersten Teilspektrums zu bestimmen und um die zweite Größe auf der Basis der Fourier-Transformierten der Autokorrelation innerhalb des zweiten Teilspektrums zu bestimmen.
7. Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei der Prozessor (**303, 305**) ausgebildet ist, um eine Fourier-Transformation des Signals durchzuführen und um die erste und die zweite Größe auf der Basis der Fourier-Transformierten des Signals zu bestimmen.
8. Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 6, wobei der Prozessor (**303, 305**) ausgebildet ist, um das Signal zu filtern, um eine erste Signalkomponente zu erhalten, die das erste Teilspektrum aufweist, um die erste Signalkomponente von dem Signal zu subtrahieren, um eine zweite Signalkomponente zu erhalten, um eine erste Größe auf der Basis der ersten Signalkomponente zu bestimmen, und um die zweite Größe auf der Basis der zweiten Signalkomponente zu bestimmen.
9. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 8, wobei der Prozessor (**303, 305**) ein Halbbandfilter (**303**) zum Filtern des Signals aufweist, um die erste Signalkomponente zu erhalten.
10. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 8, wobei das Signalspektrum aufgrund einer empfangsseitig verwendeten Derotationsfolge eine Spektralverschiebung aufweist, und wobei die Übertragungsfunktion des Halbbandfilters (**303**) die Spektralverschiebung aufweist, um die Wirkung der Derotationsfolge zu berücksichtigen.
11. Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 10, wobei das Signal eine Differenz zwischen einem Empfangssignal und einem Nutzsinal, das in dem Empfangssignal enthalten ist, ist, und wobei die Signalart eine Störungsart anzeigt.
12. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 11, wobei die Störungsart eine Nachbarkanal-Interferenz oder eine Gleichkanal-Interferenz oder Rauschen ist.
13. Vorrichtung zum Detektieren gemäß Anspruch 11 oder 12, die ferner folgende Merkmale aufweist:
einen Kanalschätzer zum Schätzen einer Kanalimpulsantwort eines Übertragungskanals unter Verwendung des Empfangssignals und eines Trainings-Symbols;
einen Signal-Rekonstruierer zum Rekonstruieren des Nutzsignals unter Verwendung der Kanalimpulsantwort und des Trainings-Symbols, um das Nutzsinal zu erhalten; und
einen Subtrahierer zum Subtrahieren des Nutzsignals von dem Empfangssignal, um das Fehlersignal zu erhalten.
14. Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 13, die ferner eine Mittelungseinheit (**307**) aufweist, die zwischen dem Mittel zum Bestimmen des Verhältnisses und dem Detektor (**309**) angeordnet ist, wobei die Mittelungseinheit (**307**) ausgebildet ist, um einen Mittelwert über eine Mehrzahl von Verhältnissen zu bilden, wobei der Detektor (**309**) ausgebildet ist, um die Signalart auf der Basis des Mittelwerts zu detektieren.
15. Signaldetektor zum Detektieren eines Nutzsignals in einem Empfangssignal, das das Nutzsinal und ein Störsignal aufweist, mit:
einem Kanalschätzer (**201**) zum Schätzen einer Kanalimpulsantwort eines Übertragungskanals unter Verwendung des Empfangssignals und eines Trainings-Symbols;
einem Signal-Rekonstruierer (**203**) zum Rekonstruieren des Nutzsignals unter Verwendung der Kanalimpulsantwort und des Trainings-Symbols;
einem Subtrahierer (**205**) zum Subtrahieren des Nutzsignals von dem Empfangssignal, um das Fehlersignal zu erhalten; und
der Vorrichtung zum Detektieren gemäß einem der Ansprüche 1 bis 12, die dem Subtrahierer nachgeschaltet ist, um die Störungsart des Störsignals zu detektieren.
16. Signaldetektor gemäß Anspruch 15, mit einem Filter zum Filtern des Empfangssignals, wobei das Filter

eine variable Durchlassbandbreite aufweist, die abhängig von der Störungsart ist.

17. Energieschätzer mit:

$N - 1$ $1/N$ -Band-Filtern zum Filtern eines Signals, das eine Signalbandbreite aufweist, und zum Ausgeben von $N - 1$ verarbeiteten Signalen, wobei jedes der $N - 1$ verarbeiteten Signale eine Bandbreite aufweist, die ein $1/N$ -tel der Signalbandbreite ist;
einem Subtrahierer zum Subtrahieren der $N - 1$ gefilterten Signale von dem Nutzsignal, um ein N -tes verarbeitetes Signal zu erhalten; und
 N -Berechnungsmitteln zum Berechnen von Energien der N verarbeiteten Signale, wobei jedem verarbeiteten Signal ein Berechnungsmittel zugeordnet ist.

18. Energieschätzer gemäß Anspruch 17 mit einem Addierer zum Addieren von Energien einer Mehrzahl der verarbeiteten Signale, um die Energie des Signals zu erhalten.

19. Energieschätzer gemäß Anspruch 17 oder 18, wobei $N = 2$ ist.

20. Verfahren zum Detektieren einer Signalart eines Signals, das ein Signalart-abhängiges Signalspektrum aufweist, mit:

Bestimmen einer ersten Größe, die für ein erstes Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist;
Bestimmen einer zweiten Größe, die für ein zweites Teilspektrum des Signalspektrums charakteristisch ist;
Bestimmen eines Verhältnisses zwischen der ersten Größe und der zweiten Größe; und
Detektieren der Signalart auf der Basis des Verhältnisses.

21. Verfahren zum Detektieren eines Nutzsignals in einem Empfangssignal, das das Nutzsignal und ein Störsignal aufweist, mit:

Schätzen einer Kanalimpulsantwort eines Übertragungskanals unter Verwendung des Empfangssignals und eines Trainings-Symbols;
Rekonstruieren des Nutzsignals unter Verwendung der Kanalimpulsantwort und des Trainings-Symbols;
Subtrahieren des Nutzsignals von dem Empfangssignal, um das Fehlersignal zu erhalten; und
Detektieren der Störungsart durch das Verfahren zum Detektieren gemäß Anspruch 20.

22. Energieschätzverfahren, mit:

Filtern eines Signals, das eine Signalbandbreite aufweist, um $N - 1$ verarbeitete Signale bereitzustellen, wobei jedes der $N - 1$ verarbeiteten Signale eine Bandbreite aufweist, die $1/N$ -tel der Signalbandbreite ist;
Subtrahieren der $N - 1$ verarbeiteten Signale von dem Signal, um ein N -tes verarbeitetes Signal zu erhalten; und
Berechnen von Energien der N verarbeiteten Signale, wobei die Energie von jedem verarbeiteten Signal gesondert berechnet wird.

Es folgen 5 Blatt Zeichnungen

FIG 1A

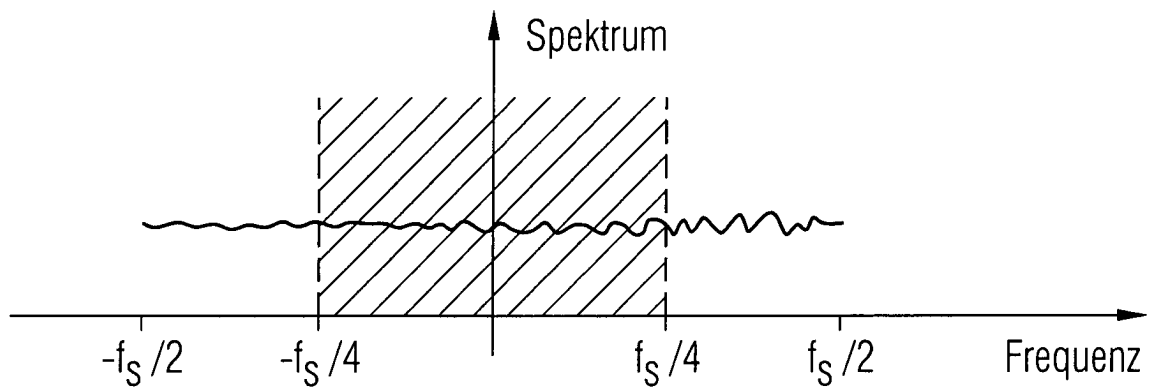


FIG 1B

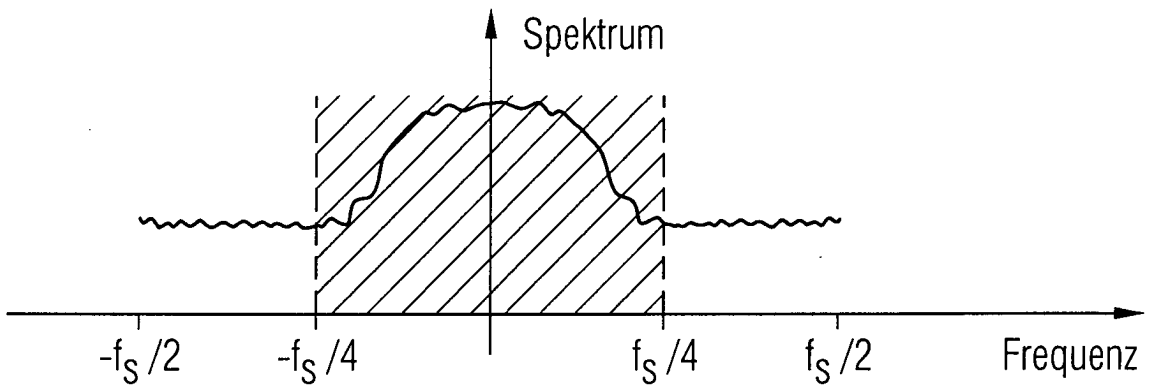


FIG 1C

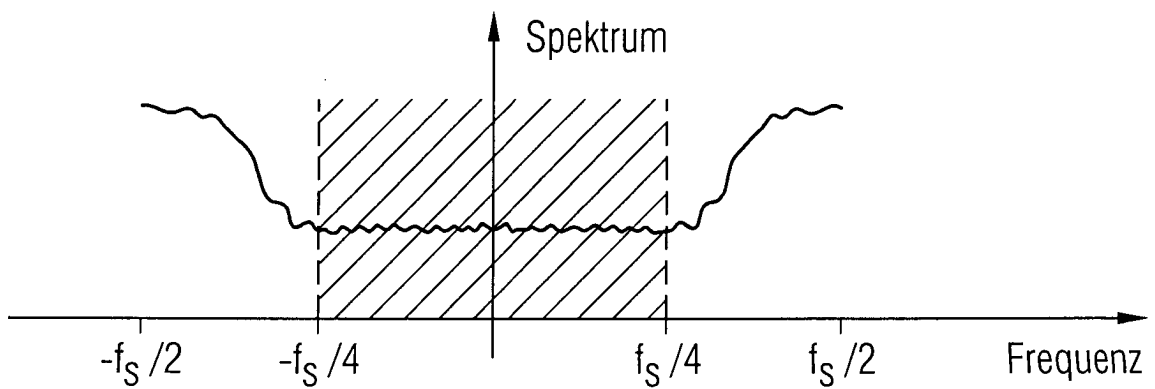


FIG 2

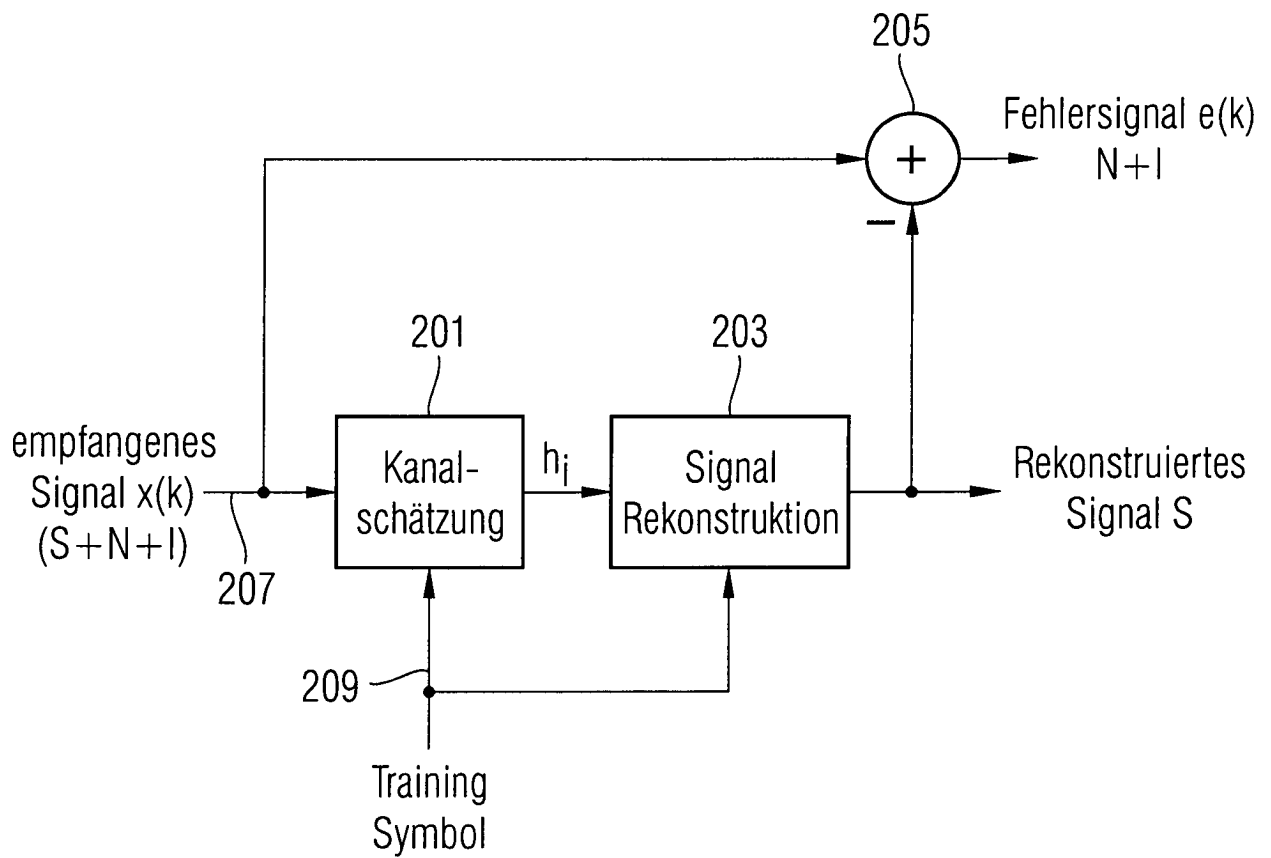


FIG 3

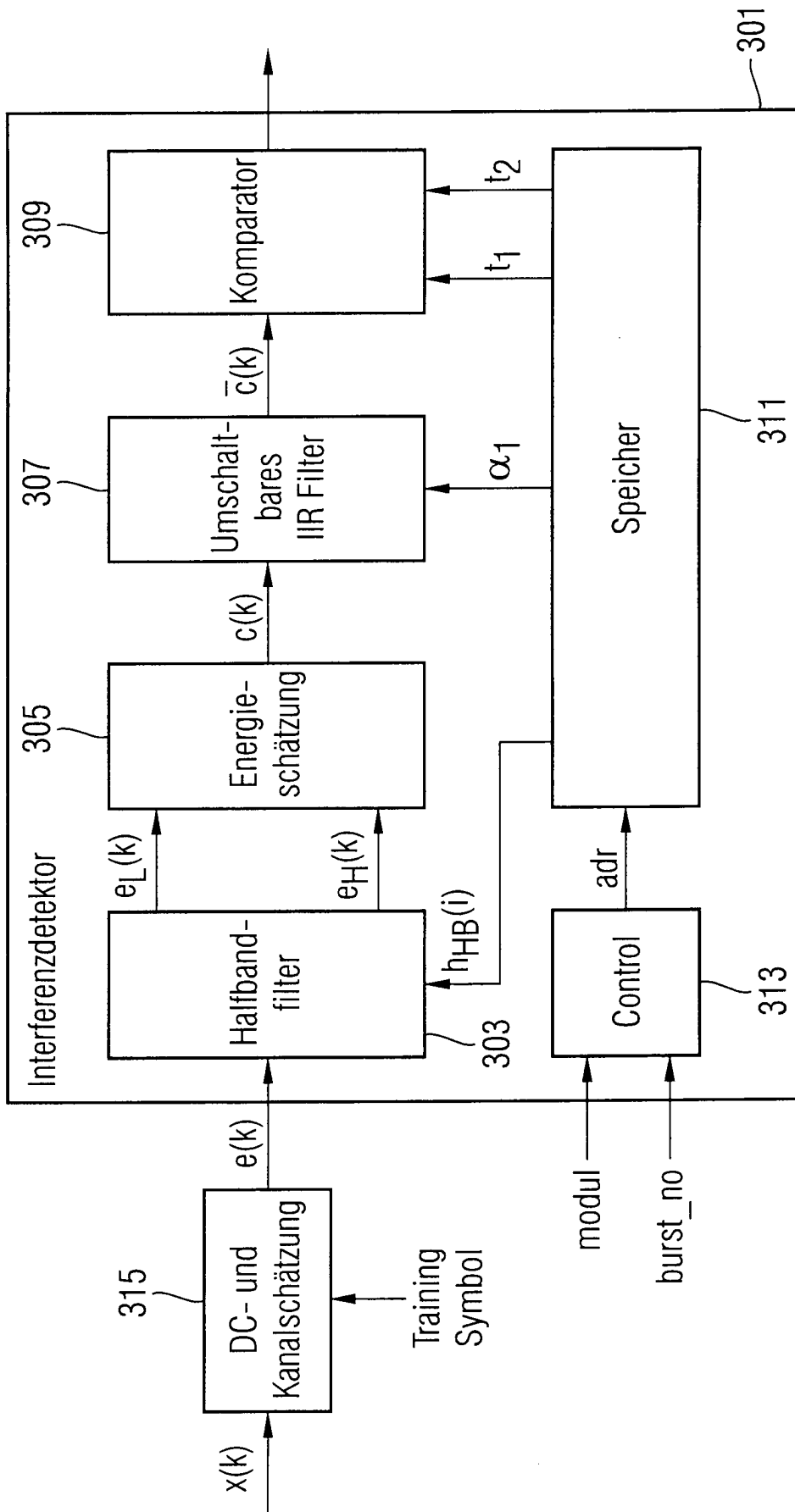


FIG 4

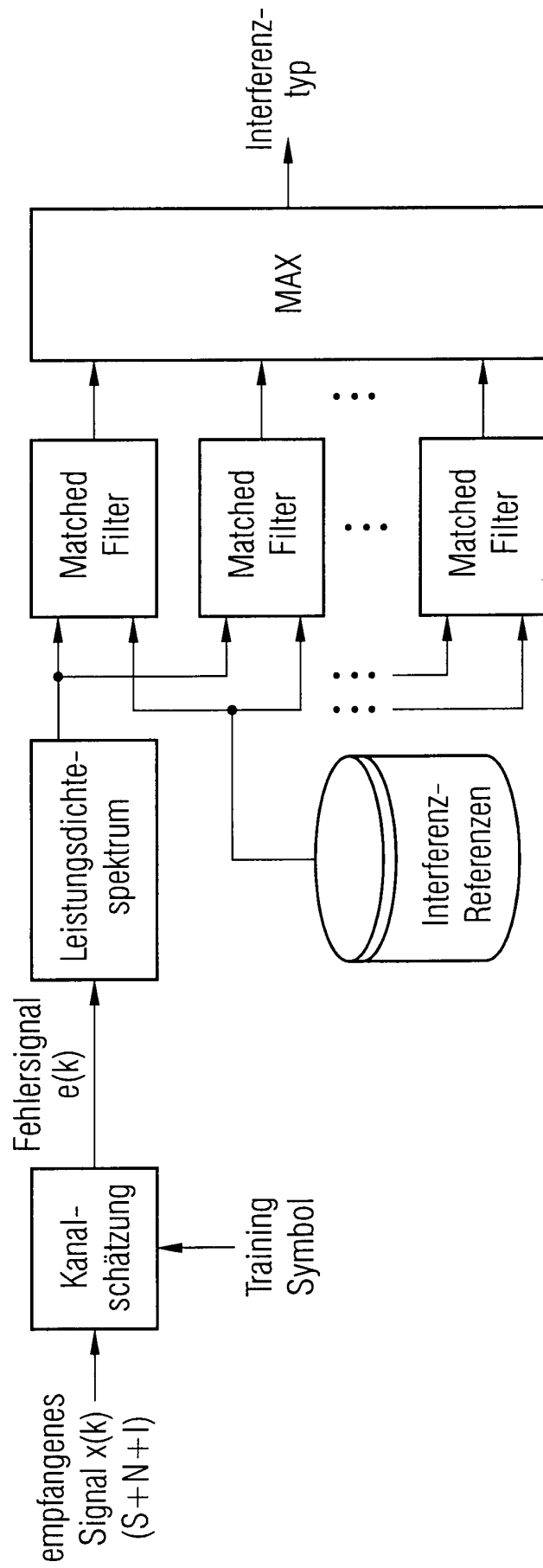


FIG 5

